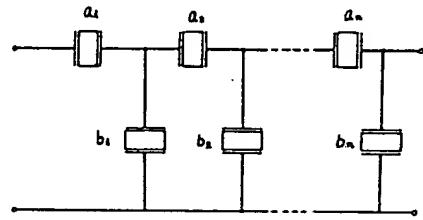


(54) LADDER TYPE PIEZOELECTRIC FILTER

(11) 63-253711 (A) (43) 20.10.1988 (19) JP
 (21) Appl. No. 62-87843 (22) 9.4.1987
 (71) KYOCERA CORP (72) SHIGEMITSU TANIYAMA(1)
 (51) Int. Cl. H03H9/58

PURPOSE: To obtain a large attenuation with less number of components by using a piezoelectric element utilizing a degeneration vibration as a series resonator and using a piezoelectric element using a spread vibration as a parallel resonator.

CONSTITUTION: The tiled filter consists of series resonators $a_1 \sim a_n$ and parallel resonators $b_1 \sim b_n$ and piezoelectric resonators using the degeneration vibration are used as series resonators $a_1 \sim a_n$ and the piezoelectric elements utilizing the spread vibration are used as the parallel resonators $b_1 \sim b_n$. The piezoelectric elements utilizing the degeneration vibration are piezoelectric elements coping with the low frequency below 100kHz and the thickness is sufficiently larger by the spread mode resonator and small in the electrode area and the static capacitance is made sufficiently small. Thus, the capacitance ratio with the parallel resonator utilizing the spread vibration is larger by nearly 10 times than the ladder type piezoelectric filter using a conventional spread mode only and the attenuation is increased.

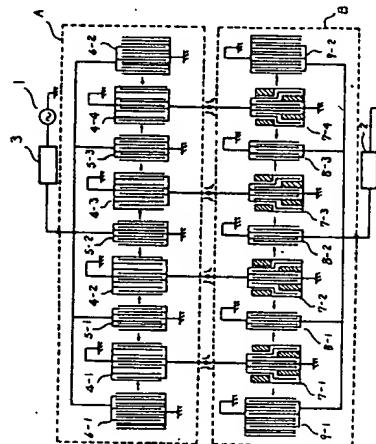


(54) SURFACE ACOUSTIC BAND PASS FILTER

(11) 63-253712 (A) (43) 20.10.1988 (19) JP
 (21) Appl. No. 62-86818 (22) 10.4.1987
 (71) HITACHI LTD (72) KAZUHITO KUROSAWA(1)
 (51) Int. Cl. H03H9/64, H03H9/145

PURPOSE: To ensure a large attenuation at a non-pass band by constituting an independent band pass filter in the 1st surface acoustic wave device and the 2nd surface acoustic wave device.

CONSTITUTION: The 1st surface acoustic wave device A consists of the 1st acousto-electric transducers 4 divided repeatedly into plural numbers in the propagation direction of the surface acoustic wave, the 1st electroacoustic transducers 5 arranged repetitively between the transducers 4 and connected in common to an electric signal source 1 and the 1st unidirectional electroacoustic transducers 6 arranged symmetrically to the outside of the transducers 4. The 2nd surface acoustic wave device B consists of the 2nd electroacoustic transducers 7, the 2nd acoustoelectric transducers 8 and the 2nd unidirectional acoustoelectric transducers 9. In this case, the effective pair number of the transducers 4, 7 is made equal and the 1st and 2nd surface acoustic wave devices A, B are arranged symmetrical. Thus, a large attenuation is ensured.

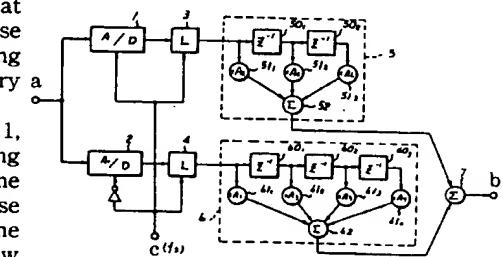


(54) SAMPLING CIRCUIT

(11) 63-253713 (A) (43) 20.10.1988 (19) JP
 (21) Appl. No. 62-88198 (22) 9.4.1987
 (71) PIONEER ELECTRONIC CORP (72) AKISANE KOBAYASHI
 (51) Int. Cl. H03H17/02//H03K7/02, H03M1/12

PURPOSE: To constitute a digital system by circuit components operated at a clock frequency being nearly the sampling frequency by applying n-phase A/D conversion while the sample point is deviated by $2\pi/n$ at every sampling frequency and passing the signal through a digital low pass filter at every phase and summing the result.

CONSTITUTION: The analog signal is fed to two (biphase) A/D converters 1, 2, which apply biphase A/D conversion by a sampling frequency (fs) having a phase difference of 180° with each other. The signal passes through the digital low pass filters 5, 6 whose interrupting frequency is $fs/2$ at every phase and the result is summed at an adder 7. Thus, the circuit components of the digital system such as A/D converters are enough to be operated at a low clock frequency being nearly the frequency (fs) or enough to transmit a signal having a frequency of nearly $fs/2$ and the circuit constitution is simplified.



a: analog input, b: digital output, c: clock

⑯ 公開特許公報 (A) 昭63-253713

⑯ Int. Cl.¹
 H 03 H 17/02
 // H 03 K 7/02
 H 03 M 1/12

識別記号

厅内整理番号

A-6903-5J

7328-5J

C-6832-5J

⑯ 公開 昭和63年(1988)10月20日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全3頁)

⑯ 発明の名称 サンプリング回路

⑯ 特願 昭62-88198

⑯ 出願 昭62(1987)4月9日

⑯ 発明者 小林聰実 埼玉県所沢市花園4丁目2610番地 バイオニア株式会社所
沢工場内

⑯ 出願人 バイオニア株式会社 東京都目黒区目黒1丁目4番1号

⑯ 代理人 弁理士 藤村元彦

明細書

1. 発明の名称

サンプリング回路

2. 特許請求の範囲

互いに $2\pi/n$ (n は 2 以上の整数) の位相差を有するサンプリング周波数 f_s でアナログ信号をデジタル化する n 個の A/D (アナログ/デジタル) 変換器と、これら A/D 変換器の各出力を入力とする連続周波数 $f_s/2$ の n 個のデジタル LPF (ローパスフィルタ) と、これらデジタル LPF の各出力を加算する加算器とを備えたことを特徴とするサンプリング回路。

3. 発明の詳細な説明

技術分野

本発明は、サンプリング回路に関し、特に A/D 変換器を含むサンプリング回路に関するものである。

背景技術

時間的に連続な信号、すなわちアナログ信号を

サンプリング (標本化) し、デジタル信号に変換するに際しては、標本化定理により、デジタル化する原信号中にサンプリング周波数 f_s の $1/2$ 以上の周波数成分を含まないことが条件となっている。もし $1/2$ 以上の周波数成分を含んだ場合には、復調時にエリアシング歪を発生することになる。このため、A/D 変換に際しては、アナログ段階で LPF (ローパスフィルタ) を用いてサンプリング周波数 f_s の $1/2$ 以上の周波数成分をカットし、しかるのちサンプリング周波数 f_s でサンプリングし、A/D 変換を行なう方法が一般的に用いられていた。しかしながら、かかる方法においては、エリアシング歪を抑制するために設けられたアナログ LPF によって位相歪が発生するという問題があった。

このアナログ LPF による位相歪の問題を解決するため、第 2 図に示すように、A/D 変換器 10 の後段にデジタル LPF 11 を配し、このデジタル LPF 11 として位相差線形 FIR (非巡回形) フィルタを用いた構成のサンプリ

グ回路が知られている。デイクタルLPF11は、サンプリング周波数 f_s で決まる1クロック分の遅延時間(Z^1)を有して互いに接続された例えば6個の遅延回路110₁～110₆と、遅延回路110₁の入力信号及び遅延回路110₁～110₆の各出力信号に乘算係数 A_1 ～ A_6 を乗ずる乗算器111₁～111₆と、各乗算出力を加算する加算器112とからなる位相直線形FIRフィルタ構成となっている。

かかる従来のサンプリング回路においては、 f_s のサンプリング周波数でA/D変換し、デイクタルLPF11を経たデイクタル信号をダウンサンプリング回路12でダウンサンプリングする構成となっているので、デイクタル系の回路素子として高いクロック周波数で動作可能なものを用いる必要があった。

発明の概要

本発明は、上述した点に鑑みなされたもので、 f_s (サンプリング周波数)程度のクロック周波数で動作可能な回路素子でデイクタル系を構成で

等に変換する。これにより、 $2f_s$ のサンプリング周波数でアナログ信号をサンプリングしたのと実質的に同じことになる。A/D変換器1、2から出力された2相のデイクタル信号はラッチ回路3、4でラッチされることにより、両相のタイミングが一致せしめられ、ラッチ回路4の出力データがラッチ回路3の出力データよりも 180° 後のデータとなる。両出力データは位相直線形FIRフィルタ構成のデイクタルLPF5、6に供給される。デイクタルLPF5、6の各出力は加算器7で加算されデイクタル信号として出力される。

デイクタルLPF5は、サンプリング周波数 f_s で決まる1クロック分の遅延時間(Z^1)を有して互いに接続された遅延回路50₁～50₅と、遅延回路50₁の入力信号及び遅延回路50₁～50₅の各出力信号に対して第2図の従来回路における偶数番目の乗算係数 A_2 、 A_4 、 A_6 を乗ずる乗算器51₁～51₅と、各乗算出力を加算する加算器52とから構成されている。一方、デイクタルLPF6は、同様に互いに接続

され、しかも回路構成の簡略化が図れるサンプリング回路を提供することを目的とする。

本発明によるサンプリング回路は、互いに $2\pi/n$ (nは2以上の整数)の位相差を有するサンプリング周波数 f_s でアナログ信号をデイクタル化するn個のA/D変換器と、これらA/D変換器の各出力を入力とする遅断周波数 $f_s/2$ のn個のデイクタルLPFと、これらデイクタルLPFの各出力を加算する加算器とを備えた構成となっている。

実施例

以下、本発明の実施例を図に基づいて詳細に説明する。

第1図は本発明の一実施例を示すブロック図であり、例えば2相サンプリングの場合を示している。図において、デイクタル化されるアナログ信号は2つ(2相)のA/D変換器1、2に供給される。A/D変換器1、2は互いに $\pi(180^\circ)$ の位相差を有するサンプリング周波数 f_s でアナログ信号をサンプリングし、2相のデイクタル信

号に変換する。これにより、 $2f_s$ のサンプリング周波数でアナログ信号をサンプリングしたのと実質的に同じことになる。A/D変換器1、2から出力された2相のデイクタル信号はラッチ回路3、4でラッチされることにより、両相のタイミングが一致せしめられ、ラッチ回路4の出力データがラッチ回路3の出力データよりも 180° 後のデータとなる。両出力データは位相直線形FIRフィルタ構成のデイクタルLPF5、6に供給される。デイクタルLPF5、6の各出力は加算器7で加算されデイクタル信号として出力される。

このように、互いに 180° の位相差を有するサンプリング周波数 f_s で2相のA/D変換を行ない、各相毎に遅断周波数 $f_s/2$ のデイクタルLPF5、6を通過せしめたのち加算することにより、各相の信号系に着目すると、A/D変換器を始めとするデイクタル系の回路素子は f_s 程度の低いクロックで動作するもの、又 $f_s/2$ 程度の信号を伝達できるもので済み、しかも回路構成が複雑化し易い遅延回路を1個、さらにダウンサンプリング回路12を従来回路に比して削減できることになる。

なお、上記実施例では、サンプリング周波数 f_s で $\pi/2$ サンプルポイントをずらして 2 相の A/D 変換を行なうことにより、サンプリング周波数 $2 f_s$ で單相の A/D 変換を行なうのと等価な効果を得る場合について説明したが、これに限られるものではなく、 n 相サンプリングで良く、この場合、各デジタル LPF における乘算係数を従来回路の乘算係数に対して n 倍の組合せとすれば良い。

発明の効果

以上説明したように、本発明によるサンプリング回路においては、サンプリング周波数 f_s で $2 \pi/n$ サンプルポイントをずらして n 相の A/D 変換を行ない、各相毎に遮断周波数 f_s/n のデジタル LPF を通過せしめたのち加算する構成となっているので、 f_s (サンプリング周波数) 程度のクロック周波数で動作可能でかつ f_s/n 程度の信号を伝達し得る回路素子でデジタル系を構成でき、しかも回路構成の簡略化を図ることができる。

4. 図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の一実施例を示すブロック図、第 2 図は従来例を示すブロック図である。

主要部分の符号の説明

1, 2, 10 …… A/D 変換器

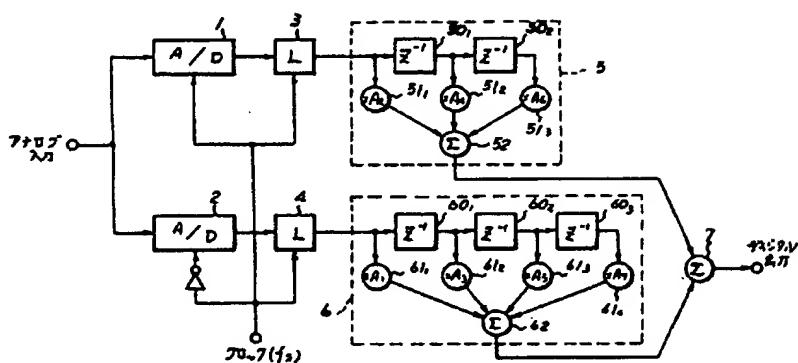
5, 6, 11 …… デジタル LPF

2¹ …… 1 クロック分の遅延時間 (演算子)

出願人 バイオニア株式会社

代理人 弁理士 藤村元彦

第 1 図



第 2 図

